

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-184612
 (43)Date of publication of application : 30.06.2000

(51)Int.CI. H02J 7/10
 H02M 3/155

(21)Application number : 11-287288

(71)Applicant : FUJITSU LTD
 FUJITSU VLSI LTD

(22)Date of filing : 07.10.1999

(72)Inventor : TAKIMOTO HISAIICHI
 MATSUYAMA TOSHIYUKI
 OZAWA HIDEKIYO
 KITAGAWA KIYONARI

(30)Priority

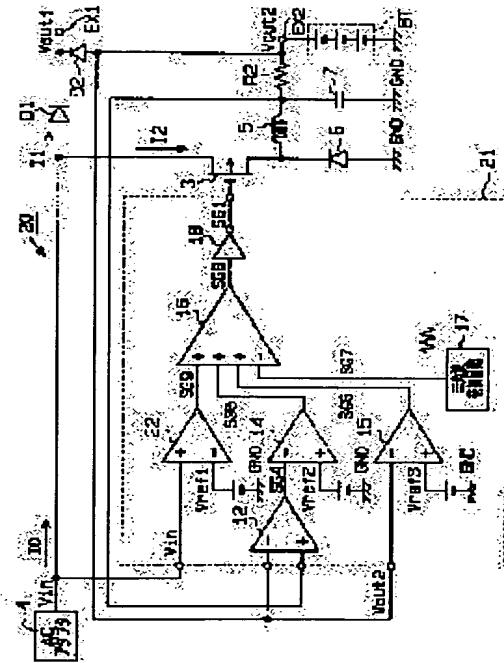
Priority number : 10286586 Priority date : 08.10.1998 Priority country : JP

(54) DC-DC CONVERTER, ITS CONTROL METHOD AND ITS CONTROL CIRCUIT

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a control circuit of a DC-DC converter which can use the supply capacity of a power source to the utmost while restraining increase of cost.

SOLUTION: An amplifier circuit 22 for voltage detection compares a DC power source voltage Vin with a first reference voltage Vref1, and forms a detection signal SG9 obtained by amplifying the difference voltage of Vin and Vref1. A PWM comparing circuit 16 compares the detection signal SG9 with a triangular wave signal SG7 outputted from a triangular wave oscillating circuit 17, changes the duty factor of a duty control signal SG8 which turns on and off an output transistor 3 according to the compared result, and adjusts the power ($V_{out2} \times I_2$) to be supplied to a battery BT in accordance with supplied power ($V_{in} \times I_0$) of an AC adapter 4.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of

特開2000-184612

(P2000-184612A)

(43) 公開日 平成12年6月30日(2000.6.30)

(51) Int. C1.7

H 02 J 7/10

H 02 M 3/155

識別記号

F I

H 02 J 7/10

H 02 M 3/155

テ-マコ-ド (参考)

P

H

審査請求 未請求 請求項の数 6

O L

(全13頁)

(21) 出願番号 特願平11-287288

(22) 出願日 平成11年10月7日(1999.10.7)

(31) 優先権主張番号 特願平10-286586

(32) 優先日 平成10年10月8日(1998.10.8)

(33) 優先権主張国 日本 (JP)

(71) 出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号

(71) 出願人 000237617

富士通ヴィエルエスアイ株式会社

愛知県春日井市高蔵寺町2丁目1844番2

(72) 発明者 滝本 久市

愛知県春日井市高蔵寺町2丁目1844番2

富士通ヴィエルエスアイ株式会社内

(74) 代理人 100068755

弁理士 恩田 博宣 (外1名)

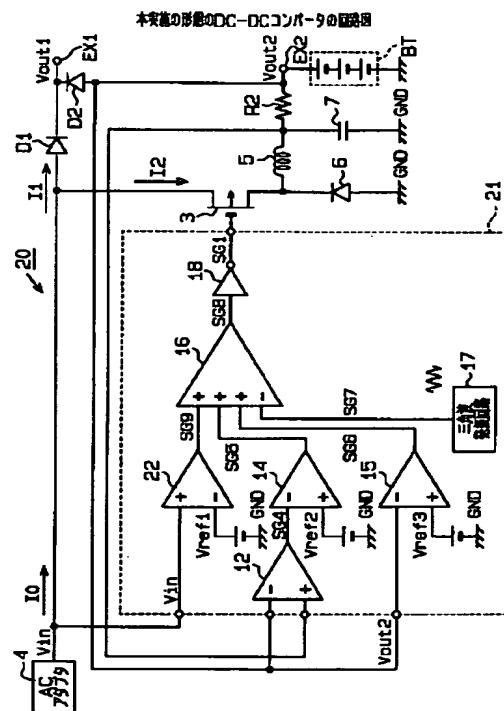
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 DC-DCコンバータの制御方法、DC-DCコンバータの制御回路、及び、DC-DCコンバータ

(57) 【要約】

【課題】コストの上昇を抑えて、電源の供給能力を最大限に利用することができるDC-DCコンバータの制御回路を提供する。

【解決手段】電圧検出用增幅回路22は、ACアダプタ4の直流電源電圧Vinと、第1の基準電圧Vref1とを比較してそれらの差電圧を增幅した検出信号SG9を生成する。そして、PWM比較回路16は、前記検出信号SG9と、三角波発振回路17から出力される三角波信号SG7とを比較し、該比較結果に基づいて出力トランジスタ3をオンオフ動作させるデューティ制御信号SG8のデューティ比を変更して、ACアダプタ4の供給電力(Vin·I0)に応じてバッテリBTに供給する電力(Vout2·I2)を調整する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 直流電源電圧を発生する電源からの供給電流に基づいて負荷を動作させるための出力電流を生成するとともに、該供給電流を出力スイッチを介してバッテリを充電するための充電電流として出し、その出力スイッチをオンオフ動作させて、前記バッテリを充電するための充電電流を制御するDC-D Cコンバータの制御方法であって、

前記電源の直流電源電圧を検出し、

前記検出された電圧により前記バッテリに供給する電力を調整するようにしたことを特徴とするDC-D Cコンバータの制御方法。

【請求項2】 直流電源電圧を発生する電源からの供給電流に基づいて負荷を動作させるための出力電流を生成するとともに、該供給電流を出力スイッチを介してバッテリを充電するための充電電流として出し、その出力スイッチをオンオフ動作させて、前記バッテリを充電するための充電電流を制御するDC-D Cコンバータの制御回路であって、

前記電源の直流電源電圧を検出する検出回路と、

前記検出された電圧により前記バッテリに供給する電力を調整する調整回路とを備えたことを特徴とするDC-D Cコンバータの制御回路。

【請求項3】 出力コイルと容量からなる平滑回路と、オンオフ動作して前記平滑回路を介してバッテリに充電電流を供給する出力スイッチとを備え、

直流電源電圧を発生する電源からの供給電流に基づいて負荷を動作させるための出力電流を生成するとともに、前記出力スイッチを制御して、前記バッテリを充電するための充電電流を制御するDC-D Cコンバータであって、

前記電源の直流電源電圧を検出する検出回路と、

前記検出された電圧により前記バッテリに供給する電力を調整する調整回路とを備えたことを特徴とするDC-D Cコンバータ。

【請求項4】 直流電源電圧を発生するACアダプタからの供給電流に基づいてシステムを動作させるための出力電流を生成するとともに、該供給電流を出力トランジスタを介してバッテリを充電するための充電電流として出し、その出力トランジスタをオンオフ動作させるデューティ制御信号のデューティ比を変更して、前記バッテリを充電するための充電電流を制御するDC-D Cコンバータの制御方法であって、

前記ACアダプタの直流電源電圧と、基準電圧とを比較してそれらの差電圧を增幅した検出信号を生成し、

その検出信号と、三角波発振回路から出力される三角波信号とを比較し、該比較結果に基づいて前記デューティ制御信号のデューティ比を変更して、前記ACアダプタの供給電力に応じて前記バッテリに供給する電力を調整するようにしたことを特徴とするDC-D Cコンバータ

の制御方法。

【請求項5】 直流電源電圧を発生するACアダプタからの供給電流に基づいてシステムを動作させるための出力電流を生成するとともに、該供給電流を出力トランジスタを介してバッテリを充電するための充電電流として出し、その出力トランジスタをオンオフ動作させるデューティ制御信号のデューティ比を変更して、前記バッテリを充電するための充電電流を制御するDC-D Cコンバータの制御回路であって、

10 前記ACアダプタの直流電源電圧と、第1の基準電圧とが入力され、両電圧を比較してそれらの差電圧を增幅した検出信号を生成する電圧検出用增幅回路と、

前記検出信号と、三角波発振回路から出力される三角波信号とを比較し、該比較結果に基づいて前記デューティ制御信号のデューティ比を変更して、前記ACアダプタの供給電力に応じて前記バッテリに供給する電力を調整するPWM比較回路とを備えたことを特徴とするDC-D Cコンバータの制御回路。

【請求項6】 出力コイルと容量からなる平滑回路と、20 オンオフ動作して前記平滑回路を介してバッテリに充電電流を供給する出力トランジスタとを備え、直流電源電圧を発生するACアダプタからの供給電流に基づいてシステムを動作させるための出力電流を生成するとともに、前記出力トランジスタをオンオフ動作させるデューティ制御信号のデューティ比を変更して、前記バッテリを充電するための充電電流を制御するDC-D Cコンバータであって、

前記ACアダプタの直流電源電圧と、基準電圧とが入力され、両電圧を比較してそれらの差電圧を增幅した検出

30 信号を生成する電圧検出用增幅回路と、

前記検出信号と、三角波発振回路から出力される三角波信号とを比較し、該比較結果に基づいて前記デューティ制御信号のデューティ比を変更して、前記ACアダプタの供給電力に応じて前記バッテリに供給する電力を調整するPWM比較回路とを備えたことを特徴とするDC-D Cコンバータ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、例えば携帯用電子機器のシステムの動作電源と、同電子機器に搭載されるバッテリへの充電電源を生成するDC-D Cコンバータの制御方法、DC-D Cコンバータの制御回路、及び、DC-D Cコンバータに関するものである。

【0002】 近年の携帯用電子機器、例えばノートパソコンでは、外付けのACアダプタから供給される直流電源に基づいてシステムに供給する動作電源を生成しながら、バッテリを充電するように構成されているものがある。このような電子機器には、動作電源及び充電電源を生成するDC-D Cコンバータが備えられる。DC-D Cコンバータは、一般にシステムの消費電流とバッテリ

の充電電流とを加算した電流値が、ACアダプタの電流供給能力より小さくなるように設定される。これは、その加算した電流値がACアダプタの電流供給能力より大きくなると、該アダプタの過電流リミッタが output を停止するように作動するためである。そして、このようなDC-DCコンバータでは、ACアダプタの電流供給能力を最大限に利用することが要求されている。

【0003】

【従来の技術】図4は、携帯用電子機器に搭載される従来のDC-DCコンバータ1の一例を示す。

【0004】DC-DCコンバータ1は、1チップの半導体集積回路装置上に形成された制御回路2と複数個の外付け素子とから構成されている。制御回路2の出力信号SG1は、出力スイッチとしての出力トランジスタ3に供給される。この出力トランジスタ3はエンハンスマント形PチャネルMOSトランジスタで構成され、そのゲートに出力信号SG1が供給される。出力トランジスタ3のソースには、電子機器に外付けされるACアダプタ4からの直流電源電圧Vinが抵抗R1を介して供給される。又、この直流電源電圧Vinは、抵抗R1及びダイオードD1を介して出力端子EX1に供給される。出力端子EX1は、図示しない電子機器のシステムに接続されている。そして、この出力端子EX1からは出力電圧Vout1がシステムの動作電源として出力される。

【0005】出力トランジスタ3のドレインは、出力コイル5及び抵抗R2を介して充電用出力端子EX2に接続されている。充電用出力端子EX2は、バッテリBTに接続されるとともに、ダイオードD2を介して出力端子EX1に接続される。そして、この充電用出力端子EX2からはバッテリ電圧としての出力電圧Vout2が出力される。

【0006】又、出力トランジスタ3のドレインは、ショットキーダイオードよりなるフライホイールダイオード6のカソードに接続されている。フライホイールダイオード6のアノードはグランドGNDに接続されている。出力コイル5と抵抗R2との間のノードは、平滑化容量7を介してグランドGNDに接続されている。即ち、この平滑化容量7と出力コイル5とで出力電圧Vout2を平滑化する平滑回路が構成されている。

【0007】制御回路2は、第1、第2の電流検出用增幅回路11、12、第1～第3の誤差增幅回路13～15、PWM比較回路16、三角波発振回路17、出力回路18を備えている。

【0008】第1の電流検出用增幅回路11の反転入力端子は抵抗R1の低電位側端子に接続され、非反転入力端子は抵抗R1の高電位側端子に接続される。該增幅回路11は、ACアダプタ4の供給電流I0の電流値を検出し、その電流値に応じた第1の電圧信号SG2を次段の第1の誤差增幅回路13に出力する。この場合、該增幅回路11は、供給電流I0が増加すると第1の電圧信

号SG2のレベルを高くし、供給電流I0が減少すると第1の電圧信号SG2のレベルを低くする。尚、供給電流I0は、出力端子EX1からシステムに出力される出力電流I1と、充電用出力端子EX2からバッテリBTに出力、即ち抵抗R2を流れる充電電流I2とを加算したものである。

【0009】第1の誤差增幅回路13の反転入力端子には第1の電圧信号SG2が入力され、非反転入力端子には第1の基準電圧Vref1が入力される。第1の誤差增幅

10 回路13は、第1の電圧信号SG2と第1の基準電圧Vref1とを比較し、両電圧の差電圧を增幅した第1の誤差信号SG3を次段のPWM比較回路16に出力する。この場合、該誤差增幅回路13は、第1の電圧信号SG2のレベルが高くなると第1の誤差信号SG3のレベルを低くし、第1の電圧信号SG2のレベルが低くなると第1の誤差信号SG3のレベルを高くなる。

【0010】第2の電流検出用增幅回路12の反転入力端子は抵抗R2の低電位側端子に接続され、非反転入力端子は抵抗R2の高電位側端子に接続される。該增幅回路12は、バッテリBTに供給される充電電流I2の電流値を検出し、その電流値に応じた第2の電圧信号SG4を次段の第2の誤差增幅回路14に出力する。この場合、該增幅回路12は、充電電流I2が増加すると第2の電圧信号SG4のレベルを高くし、充電電流I2が減少すると第2の電圧信号SG4のレベルを低くする。

【0011】第2の誤差增幅回路14の反転入力端子には第2の電圧信号SG4が入力され、非反転入力端子には第2の基準電圧Vref2が入力される。第2の誤差增幅回路14は、第2の電圧信号SG4と第2の基準電圧Vref2とを比較し、両電圧の差電圧を增幅した第2の誤差信号SG5を次段のPWM比較回路16に出力する。この場合、該誤差增幅回路14は、第2の電圧信号SG4のレベルが高くなると第2の誤差信号SG5のレベルを低くし、第2の電圧信号SG4のレベルが低くなると第2の誤差信号SG5のレベルを高くなる。

【0012】第3の誤差增幅回路15の反転入力端子には出力電圧Vout2が入力され、非反転入力端子には第3の基準電圧Vref3が入力される。第3の誤差增幅回路15は、出力電圧Vout2と第3の基準電圧Vref3とを比較し、両電圧の差電圧を增幅した第3の誤差信号SG6を次段のPWM比較回路16に出力する。この場合、該誤差增幅回路15は、出力電圧Vout2が高くなると第3の誤差信号SG6のレベルを低くし、出力電圧Vout2が低くなると第3の誤差信号SG6のレベルを高くなる。

【0013】PWM比較回路16の第1非反転入力端子には第1の誤差信号SG3が入力され、第2非反転入力端子には第2の誤差信号SG5が入力される。又、該比較回路16の第3非反転入力端子には第3の誤差信号SG6が入力され、反転入力端子には三角波発振回路17からの三角波信号SG7が入力される。

【0014】 PWM比較回路16は、第1～第3非反転入力端子に入力される第1～第3の誤差信号SG3、SG5、SG6のうちでレベルが最も小さい信号と、反転入力端子に入力される三角波信号SG7とを比較する。そして、PWM比較回路16は、その比較において、三角波信号SG7のレベルの方が大きくなる期間ではLレベル、三角波信号SG7のレベルの方が小さくなる期間ではHレベルとなるパルス信号をデューティ制御信号SG8として次段の出力回路18に出力する。

【0015】出力回路18は、PWM比較回路16から出力されたデューティ制御信号SG8の反転信号を出力信号SG1として出力トランジスタ3のゲートに供給する。このように構成されたDC-DCコンバータ1では、制御回路2から出力される出力信号SG1に基づいて出力トランジスタ3がオンオフ動作され、供給電流I0、充電電流I2、出力電圧Vout2がそれぞれ所定値で一定となるように制御される。

【0016】詳述すると、例えば、ACアダプタ4の供給電流I0が増加すると、增幅回路11から出力される第1の電圧信号SG2のレベルが高くなる。すると、第1の誤差增幅回路13は、第1の電圧信号SG2と第1の基準電圧Vref1との比較に基づいて第1の誤差信号SG3のレベルを低くする。

【0017】このとき、仮に第1の誤差信号SG3のレベルが、PWM比較回路16に入力される第1～第3の誤差信号SG3、SG5、SG6のうちで最も小さくなると、該比較回路16は、第1の誤差信号SG3と三角波信号SG7とを比較する。上記したように、第1の誤差信号SG3のレベルが低くなると、PWM比較回路16では、三角波信号SG7のレベルが該誤差信号SG3を超える期間が長くなり、三角波信号SG7のレベルが該誤差信号SG3以下となる期間が短くなる。つまり、PWM比較回路16のデューティ制御信号SG8は、そのHレベルとなる期間が短くなる（デューティ比が低くなる）。

【0018】デューティ制御信号SG8のデューティ比が低くなると、出力回路18から出力される出力信号SG1のデューティ比は高くなり、出力トランジスタ3のオンする時間が短くなる。そのため、充電電流I2が減少し、供給電流I0が減少する。

【0019】供給電流I0が減少すると、第1の電圧信号SG2のレベルが低くなる。すると、第1の誤差增幅回路13は、第1の電圧信号SG2と第1の基準電圧Vref1との比較に基づいて第1の誤差信号SG3のレベルを高くなる。

【0020】第1の誤差信号SG3のレベルが高くなると、PWM比較回路16では、三角波信号SG7のレベルが該誤差信号SG3を超える期間が短くなり、三角波信号SG7のレベルが該誤差信号SG3以下となる期間が長くなる。つまり、PWM比較回路16のデューティ

制御信号SG8は、そのHレベルとなる期間が長くなる（デューティ比が高くなる）。

【0021】デューティ制御信号SG8のデューティ比が高くなると、出力回路18から出力される出力信号SG1のデューティ比は低くなり、出力トランジスタ3のオンする時間が長くなる。そのため、充電電流I2が増加し、供給電流I0が増加する。このような動作を繰り返すことにより、DC-DCコンバータ1は、ACアダプタ4の供給電流I0が所定値に収束、即ち供給電流I0の電流値に応じた電圧値の第1の電圧信号SG2が第1の基準電圧Vref1に収束するよう動作する。

【0022】次に、例えば、バッテリBTへの充電電流I2が増加すると、增幅回路12から出力される第2の電圧信号SG4のレベルが高くなる。すると、第2の誤差增幅回路14は、第2の電圧信号SG4と第2の基準電圧Vref2との比較に基づいて第2の誤差信号SG5のレベルを低くする。

【0023】このとき、仮に第2の誤差信号SG5のレベルが、PWM比較回路16に入力される第1～第3の誤差信号SG3、SG5、SG6のうちで最も小さくなると、該比較回路16は、第2の誤差信号SG5と三角波信号SG7とを比較する。上記したように、第2の誤差信号SG5のレベルが低くなると、PWM比較回路16では、三角波信号SG7のレベルが該誤差信号SG5を超える期間が長くなり、三角波信号SG7のレベルが該誤差信号SG5以下となる期間が短くなる。つまり、PWM比較回路16のデューティ制御信号SG8は、そのHレベルとなる期間が短くなる（デューティ比が低くなる）。

【0024】デューティ制御信号SG8のデューティ比が低くなると、出力回路18から出力される出力信号SG1のデューティ比は高くなり、出力トランジスタ3のオンする時間が短くなる。そのため、充電電流I2が減少する。

【0025】充電電流I2が減少すると、第2の電圧信号SG4のレベルが低くなる。すると、第2の誤差增幅回路14は、第2の電圧信号SG4と第2の基準電圧Vref2との比較に基づいて第2の誤差信号SG5のレベルを高くなる。

【0026】第2の誤差信号SG5のレベルが高くなると、PWM比較回路16では、三角波信号SG7のレベルが該誤差信号SG5を超える期間が短くなり、三角波信号SG7のレベルが該誤差信号SG5以下となる期間が長くなる。つまり、PWM比較回路16のデューティ制御信号SG8は、そのHレベルとなる期間が長くなる（デューティ比が高くなる）。

【0027】デューティ制御信号SG8のデューティ比が高くなると、出力回路18から出力される出力信号SG1のデューティ比は低くなり、出力トランジスタ3のオンする時間が長くなる。そのため、充電電流I2が増

加する。このような動作を繰り返すことにより、DC-DCコンバータ1は、バッテリBTへの充電電流I2が所定値に収束、即ち充電電流I2の電流値に応じた電圧値の第2の電圧信号SG4が第2の基準電圧Vref2に収束するように動作する。

【0028】次に、例えば、バッテリBTの出力電圧Vout2が高くなると、第3の誤差增幅回路15は、出力電圧Vout2と第3の基準電圧Vref3との比較に基づいて第3の誤差信号SG6のレベルを低くする。

【0029】このとき、仮に第3の誤差信号SG6のレベルが、PWM比較回路16に入力される第1～第3の誤差信号SG3, SG5, SG6のうちで最も小さくなると、該比較回路16は、第3の誤差信号SG6と三角波信号SG7とを比較する。上記したように、第3の誤差信号SG6のレベルが低くなると、PWM比較回路16では、三角波信号SG7のレベルが該誤差信号SG6を超える期間が長くなり、三角波信号SG7のレベルが該誤差信号SG6以下となる期間が短くなる。つまり、PWM比較回路16のデューティ制御信号SG8は、そのHレベルとなる期間が短くなる（デューティ比が低くなる）。

【0030】デューティ制御信号SG8のデューティ比が低くなると、出力回路18から出力される出力信号SG1のデューティ比は高くなり、出力トランジスタ3のオンする時間が短くなる。そのため、充電電流I2が減少し、出力電圧Vout2が低くなる。

【0031】出力電圧Vout2が低くなると、第3の誤差增幅回路15は、出力電圧Vout2と第3の基準電圧Vref3との比較に基づいて第3の誤差信号SG6のレベルを高くする。

【0032】第3の誤差信号SG6のレベルが高くなると、PWM比較回路16では、三角波信号SG7のレベルが該誤差信号SG6を超える期間が短くなり、三角波信号SG7のレベルが該誤差信号SG6以下となる期間が長くなる。つまり、PWM比較回路16のデューティ制御信号SG8は、そのHレベルとなる期間が長くなる（デューティ比が高くなる）。

【0033】デューティ制御信号SG8のデューティ比が高くなると、出力回路18から出力される出力信号SG1のデューティ比は低くなり、出力トランジスタ3のオンする時間が長くなる。そのため、充電電流I2が増加し、出力電圧Vout2が高くなる。このような動作を繰り返すことにより、DC-DCコンバータ1は、バッテリBTの出力電圧Vout2が所定値に収束、即ち出力電圧Vout2が第3の基準電圧Vref3に収束するように動作する。

【0034】ところで、上記したACアダプタ4の電流-電圧特性図を図5に示す。ACアダプタ4は、直流電源電圧Vinを一定としながら、供給電流I0を増加させる。次いで、供給電流I0が過電流値IlimL、即ち図5

における点P1に到達すると、過電流リミッタが作動し、ACアダプタ4は直流電源電圧Vinを下降させる。そして、供給電流I0が最大許容値IlimH、即ち図5における点P2に到達すると、ACアダプタ4はシャットダウン状態に切り替わり、出力を停止する。そのため、直流電源電圧Vinが下降し、供給電流I0が減少する。

【0035】このようなACアダプタ4を使用するDC-DCコンバータ1では、図5に示すように、バッテリBTの出力電圧Vout2、及びバッテリBTへの充電電流I2の大きさが設定される。即ち、DC-DCコンバータ1は、出力電圧Vout2を直流電源電圧Vinより低い所定の電圧値一定としながら、充電電流I2を増加させる。次いで、充電電流I2がACアダプタ4の変化直線に到達する直前の電流値、即ち図5における点P3に到達すると、DC-DCコンバータ1は、充電電流I2を一定としながら、出力電圧Vout2を下降させる。

【0036】このようにしてACアダプタ4の電流供給能力を最大限に利用するように、DC-DCコンバータ1が設定、主に第1～第3の基準電圧Vref1～Vref3が決定されている。

【0037】

【発明が解決しようとする課題】ところが、上記したDC-DCコンバータ1はACアダプタ4用に設定がなされているため、ACアダプタ4と電流供給能力が異なるACアダプタを使用するとき、以下の（1）（2）に示すような問題が発生する。

【0038】（1）ACアダプタ4の電流供給能力より小さい電流供給能力のACアダプタを使用する場合。

この場合では、ACアダプタ4用に設定した供給電流I0が、今回使用するACアダプタの電流供給能力より大きいため、該ACアダプタは過電流状態になり易く、その都度シャットダウン状態に切り替わってしまう。従って、DC-DCコンバータ1を搭載する電子機器には、このようなACアダプタを使用することができない。

【0039】（2）ACアダプタ4の電流供給能力より大きい電流供給能力のACアダプタを使用する場合。

この場合では、ACアダプタ4用に設定した供給電流I0が最大値となつても、今回使用するACアダプタの電流供給能力はACアダプタ4のそれより大きいため、今回使用するACアダプタの電流供給能力を最大に利用することができない。

【0040】そこで、例えば図6に示すように、予め電圧値の異なる基準電圧を複数個用意しておいて、ACアダプタの電流供給能力に応じて1つの基準電圧を第1の基準電圧Vref1として選択して、ACアダプタの供給電流I0を設定することが考えられる。この場合、複数個の基準電圧のうちでいずれか1つを選択するスイッチSWを設けるとともに、ACアダプタの電流供給能力に応じてスイッチSWを切替制御する信号を出力するように構成する必要がある。従って、ACアダプタを特別な仕

様にする必要があり、コストが高くなるという問題が新たに生じてしまう。

【0041】本発明は、上記問題点を解決するためになされたものであって、その目的は、コストの上昇を抑えて、ACアダプタの供給能力を最大限に利用することができるDC-DCコンバータの制御方法、DC-DCコンバータの制御回路、及び、DC-DCコンバータを提供することにある。

【0042】

【課題を解決するための手段】請求項1に記載の発明によれば、電源の直流電源電圧が検出され、その検出された電圧によりバッテリに供給する電力が調整される。従って、電源の供給能力を最大限に利用することができる。しかも、電源の種類に応じて回路構成を変更する必要がないため、コストの上昇を抑えることができる。

【0043】請求項2、3に記載の発明によれば、DC-DCコンバータ及びその制御回路に備えられた検出回路は、電源の直流電源電圧を検出し、調整回路は検出回路にて検出された電圧によりバッテリに供給する電力を調整する。従って、電源の供給能力を最大限に利用することができる。しかも、電源の種類に応じて回路構成を変更する必要がないため、コストの上昇を抑えることができる。

【0044】請求項4に記載の発明によれば、ACアダプタの直流電源電圧と、基準電圧とが比較されてそれらの差電圧を增幅した検出信号が生成される。そして、その検出信号と、三角波発振回路から出力される三角波信号とが比較され、該比較結果に基づいて出力トランジスタをオンオフ動作させるデューティ制御信号のデューティ比が変更されて、ACアダプタの供給電力（システムに供給する電力と、バッテリに供給する電力を加算した電力）に応じてバッテリに供給する電力が調整される。従って、ACアダプタの供給能力を最大限に利用することができる。しかも、ACアダプタを特別な仕様にする必要がないため、コストの上昇を抑えることができる。

【0045】請求項5、6に記載の発明によれば、電圧検出用增幅回路は、ACアダプタの直流電源電圧と、第1の基準電圧とを比較してそれらの差電圧を增幅した検出信号を生成する。そして、PWM比較回路は、前記検出信号と、三角波発振回路から出力される三角波信号とを比較し、該比較結果に基づいて出力トランジスタをオンオフ動作させるデューティ制御信号のデューティ比を変更して、ACアダプタの供給電力（システムに供給する電力と、バッテリに供給する電力を加算した電力）に応じてバッテリに供給する電力を調整する。従って、ACアダプタの供給能力を最大限に利用することができる。しかも、ACアダプタを特別な仕様にする必要がないため、コストの上昇を抑えることができる。

【0046】

【発明の実施の形態】以下、本発明を具体化した一実施の形態を図1に従って説明する。尚、説明の便宜上、図4に示す従来例と同様の構成については同一の符号を付してその説明を一部省略する。

【0047】図1は、本実施の形態のDC-DCコンバータ20を示す。DC-DCコンバータ20の制御回路21は、充電電流検出回路を構成する第2の電流検出用增幅回路12、充電電流検出回路を構成する第2の誤差增幅回路14、バッテリ電圧検出回路を構成する第3の誤差增幅回路15、調整回路としてのPWM比較回路16、三角波発振回路17、出力回路18に加え、新たに検出回路としての電圧検出用增幅回路22を備えている。

【0048】電圧検出用增幅回路22の非反転入力端子にはACアダプタ4からの直流電源電圧Vinが入力され、反転入力端子には第1の基準電圧Vref1が入力される。電圧検出用增幅回路22は、直流電源電圧Vinと第1の基準電圧Vref1とを比較し、両電圧の差電圧を增幅した検出信号SG9を次段のPWM比較回路16の第1非反転入力端子に出力する。この場合、該增幅回路22は、直流電源電圧Vinが低くなると検出信号SG9のレベルを低くし、直流電源電圧Vinが高くなると検出信号SG9のレベルを高くする。

【0049】PWM比較回路16は、第1～第3非反転入力端子に入力される検出信号SG9及び第2、第3の誤差信号（出力信号）SG5、SG6のうちでレベルが最も小さい信号と、反転入力端子に入力される三角波信号SG7とを比較する。そして、PWM比較回路16は、その比較において、三角波信号SG7のレベルの方が大きくなる期間ではLレベル、三角波信号SG7のレベルの方が小さくなる期間ではHレベルとなるパルス信号をデューティ制御信号SG8として次段の出力回路18に出力する。出力回路18は、そのデューティ制御信号SG8の反転信号を出力信号SG1として出力トランジスタ3のゲートに供給する。

【0050】次に、上記のように構成されたDC-DCコンバータ20の作用を示す。バッテリBTへの充電電流I2が所定値からずれると、従来と同様に、增幅回路12の第2の電圧信号SG4のレベルが変化し、その変化に基づいて第2の誤差增幅回路14は第2の誤差信号SG5のレベルを変化させる。

【0051】このとき、仮に第2の誤差信号SG5のレベルが、PWM比較回路16に入力される検出信号SG9及び第2、第3の誤差信号SG5、SG6のうちで最も小さくなると、該比較回路16は、第2の誤差信号SG5と三角波信号SG7とを比較する。そして、PWM比較回路16はその比較に基づいたデューティ比のデューティ制御信号SG8を出力し、出力回路18はデューティ制御信号SG8の反転信号を出力信号SG1として出力する。

【0052】従って、従来と同様に、出力トランジスタ3はこの出力信号SG1に基づいてオンオフ動作され、バッテリBTへの充電電流I2が所定値に収束するように制御される。

【0053】又、バッテリBTの出力電圧Vout2が所定値から離れると、従来と同様に、第3の誤差增幅回路15は第3の誤差信号SG6のレベルを変化させる。このとき、仮に第3の誤差信号SG6のレベルが、PWM比較回路16に入力される検出信号SG9及び第2、第3の誤差信号SG5、SG6のうちで最も小さくなると、該比較回路16は、第3の誤差信号SG6と三角波信号SG7とを比較する。そして、PWM比較回路16はその比較に基づいたデューティ比のデューティ制御信号SG8を出力し、出力回路18はデューティ制御信号SG8の反転信号を出力信号SG1として出力する。

【0054】従って、従来と同様に、出力トランジスタ3はこの出力信号SG1に基づいてオンオフ動作され、バッテリBTの出力電圧Vout2が所定値に収束するように制御される。

【0055】次に、出力端子EX1からシステムに出力される出力電流I1が増加し、この出力電流I1と充電電流I2とを加算した電流、即ち供給電流I0がACアダプタ4の電流供給能力を超えると、ACアダプタ4の直流電源電圧Vinが低くなる。

【0056】すると、電圧検出用增幅回路22は検出信号SG9のレベルを低くする。このとき、仮に検出信号SG9のレベルが、PWM比較回路16に入力される検出信号SG9及び第2、第3の誤差信号SG5、SG6のうちで最も小さくなると、該比較回路16は、検出信号SG9と三角波信号SG7とを比較する。上記したように、検出信号SG9のレベルが低くなると、PWM比較回路16では、三角波信号SG7のレベルが該検出信号SG9を超える期間が長くなり、三角波信号SG7のレベルが該検出信号SG9以下となる期間が短くなる。つまり、PWM比較回路16のデューティ制御信号SG8は、そのHレベルとなる期間が短くなる（デューティ比が低くなる）。

【0057】デューティ制御信号SG8のデューティ比が低くなると、出力回路18から出力される出力信号SG1のデューティ比は高くなり、出力トランジスタ3のオンする時間が短くなる。そのため、充電電流I2が減少し、直流電源電圧Vinが高くなる。

【0058】直流電源電圧Vinが高くなると、電圧検出用增幅回路22は検出信号SG9のレベルを高くする。検出信号SG9のレベルが高くなると、PWM比較回路16では、三角波信号SG7のレベルが該検出信号SG9を超える期間が短くなり、三角波信号SG7のレベルが該検出信号SG9以下となる期間が長くなる。つまり、PWM比較回路16のデューティ制御信号SG8は、そのHレベルとなる期間が長くなる（デューティ比

が高くなる）。

【0059】デューティ制御信号SG8のデューティ比が高くなると、出力回路18から出力される出力信号SG1のデューティ比は低くなり、出力トランジスタ3のオンする時間が長くなる。そのため、充電電流I2が増加し、直流電源電圧Vinが低くなる。このような動作を繰り返すことにより、DC-DCコンバータ20は、ACアダプタ4の直流電源電圧Vinが所定値に収束するように動作する。

10 【0060】こうして、本実施の形態のDC-DCコンバータ20では、ACアダプタ4の供給電流I0が増加して直流電源電圧Vinが低下すると、その低下に応じてバッテリBTへの充電電流I2を減少させて該バッテリBTの出力電圧Vout2を低下させ、ACアダプタ4の供給電流I0が減少して直流電源電圧Vinが上昇すると、その上昇に応じてバッテリBTへの充電電流I2を増加させて該バッテリBTの出力電圧Vout2を上昇させる。つまり、本実施の形態のDC-DCコンバータ20では、ACアダプタ4の電力（Vin・I0）、即ちシステムに供給する電力（Vin・I1）と、バッテリBTに供給する電力（Vout2・I2）とを加算した電力が一定となるように、バッテリBTに供給する電力（Vout2・I2）が調整される。従って、電子機器に様々な電流供給能力のACアダプタ4が外付けされても、本実施の形態のDC-DCコンバータ20はそのACアダプタ4の電流供給能力に応じてバッテリBTに供給する電力を変化させて、ACアダプタ4の電流供給能力を最大に使い切ることができる。

30 【0061】上記したように、本実施の形態では、以下に示す作用効果を得ることができる。

（1）電圧検出用增幅回路22は、ACアダプタ4の直流電源電圧Vinと、第1の基準電圧Vref1とを比較してそれらの差電圧を増幅した検出信号SG9を生成する。PWM比較回路16は、検出信号SG9と、三角波発振回路17から出力される三角波信号SG7とを比較し、該比較結果に基づいて出力トランジスタ3をオンオフ動作させるデューティ制御信号SG8のデューティ比を変更してバッテリBTに供給する電力（Vout2・I2）を調整する。そして、PWM比較回路16は、AC

40 アダプタ4の供給電力（Vin・I0）、即ちシステムに供給する電力（Vin・I1）と、バッテリBTに供給する電力（Vout2・I2）とを加算した電力が一定となるように制御する。従って、本実施の形態では、ACアダプタ4の供給能力を最大限に利用するように、バッテリBTに供給する電力を調整することができる。しかも、ACアダプタ4を特別な仕様にする必要がないため、コストの上昇を抑えることができる。

【0062】（2）第2の電流検出用增幅回路12はバッテリBTに供給する充電電流I2を検出し、PWM比較回路16は該增幅回路12の検出に基づいてバッテリ

BTに供給する充電電流I2が一定となるように制御する。従って、過電流充電によるバッテリBTの破損を防止することができる。

【0063】(3) 第3の誤差增幅回路15はバッテリBTの出力電圧Vout2を検出し、PWM比較回路16は該增幅回路15の検出に基づいてバッテリBTの出力電圧Vout2が一定となるように制御する。従って、過電圧充電によるバッテリBTの破損を防止することができる。

【0064】(4) 本実施の形態のDC-DCコンバータ20では、図4に示す従来の回路で使用した第1の電流検出用增幅回路11及び抵抗R1を省略することができる。特に、抵抗R1は、電力損失を少なくするために抵抗値が小さく、かつ比較的電流値が大きい供給電流I0が流れるために電流容量が大きいものである必要がある。このような抵抗R1は比較的高価なものである。従って、本実施の形態では、コストの低減を図ることができる。

【0065】尚、本発明の実施の形態は以下のように変更してもよい。上記実施の形態では、電圧検出用增幅回路22及び第2、第3の誤差增幅回路14、15にそれぞれ第1～第3の基準電圧Vref1～Vref3を入力するようにした。これを、図2に示すように、例えば第1～第3の基準電圧Vref1～Vref3のうちで第2の基準電圧Vref2が一番低い場合、電圧検出用增幅回路22及び第2、第3の誤差增幅回路14、15にそれぞれ第2の基準電圧Vref2を入力し、直流電源電圧Vinを第2の基準電圧Vref2に応じて分圧した分圧電圧を電圧検出用增幅回路22に供給する分圧回路としての抵抗分割回路23aと、出力電圧Vout2を第2の基準電圧Vref2を分圧した分圧電圧を第3の誤差增幅回路15に供給する分圧回路としての抵抗分割回路23bを設けてもよい。このようにすれば、第1～第3の基準電圧Vref1～Vref3を生成する電源が1つですむ。

【0066】又、図3に示すように、例えば第1～第3の基準電圧Vref1～Vref3のうちで第1の基準電圧Vref1が一番高い場合、第1の基準電圧Vref1を分圧して第2の基準電圧Vref2を生成する分圧回路としての抵抗分割回路24aと、第1の基準電圧Vref1を分圧して第3の基準電圧Vref3を生成する分圧回路としての抵抗分割回路24bを設けてもよい。このようにすれば、上記と同様に第1～第3の基準電圧Vref1～Vref3を生成する電源が1つですむ。

【0067】上記実施の形態では、出力トランジスタ3をPチャネルMOSトランジスタにて実施したが、NチャネルMOSトランジスタで実施してもよい。この場合、出力回路18にバッファ回路や、偶数段直列に接続したインバータ回路を用い、デューティ制御信号SG8の論理を反転しない出力信号SG1を生成する必要がある。又、出力トランジスタ3をバイポーラトランジスタ

で構成してもよい。また、出力スイッチとして出力トランジスタ3以外のスイッチング素子を用いて実施してもよい。

【0068】上記実施の形態では、1チップの半導体集積回路装置上に形成した制御回路21は、第2の電流検出用增幅回路22、電圧検出用增幅回路22、第2、第3の誤差增幅回路14、15、PWM比較回路16、三角波発振回路17、出力回路18等であったが、例えば、三角波発振回路17を別の半導体集積回路装置上に形成し、それを電気的に接続して制御回路21を形成してもよい。又、制御回路21を、出力トランジスタ3、出力コイル5及び容量7よりなる平滑回路等と同じ1チップの半導体集積回路装置上に形成し、1チップの半導体集積回路装置上にDC-DCコンバータを構成してもよい。

【0069】上記実施の形態は、ACコンバータ4を電源の典型として説明したが、本発明の方法又は回路は、図5のような電流-電圧特性の電源からの直流電源に使用可能である。したがって、ACコンバータ4である必要はない。又、電源の名称や種類を問わないものである。例えば、図5のような電流-電圧特性のカーバッテリアダプタに具体化して実施してもよい。

【0070】上記実施の形態では、出力トランジスタ3のオンオフ制御してバッテリBTに供給する電力制御をPWMで行ったが、PFM(pulse-frequency modulation、パルス周波数変調)による制御により行うことも可能である。PWMは出力トランジスタ3をスイッチングするパルス幅を変えるものであるが、PFMによる制御は、パルスの周波数を変えることにより、出力トランジスタ3がオンとなる時間を変えるものである。これらのいずれの方法又は構成を採用した調整回路及び制御回路を用いて実施してもよい。

【0071】本発明の実施の形態は、以下の発明も開示している。

(1) 「直流電源電圧を発生する電源からの供給電流に基づいて負荷を動作させるための出力電流を生成するとともに、該供給電流を出力スイッチを介してバッテリを充電するための充電電流として出力し、その出力スイッチをオンオフ動作させて、前記バッテリを充電するための充電電流を制御するDC-DCコンバータの制御方法」。

【0072】(2) 「直流電源電圧を発生する電源からの供給電流に基づいて負荷を動作させるための出力電流を生成するとともに、該供給電流を出力スイッチを介してバッテリを充電するための充電電流として出力し、その出力スイッチをオンオフ動作させて、前記バッテリを充電するための充電電流を制御するDC-DCコンバ

タの制御回路であって、前記電源の直流電源電圧を検出する回路と、前記検出された電圧により前記バッテリに供給する電力を調整する回路とを備えたことを特徴とするDC-DCコンバータの制御回路」。

【0073】(3)「出力コイルと容量からなる平滑回路と、オンオフ動作して前記平滑回路を介してバッテリに充電電流を供給する出力スイッチとを備え、直流電源電圧を発生する電源からの供給電流に基づいて負荷を動作させるための出力電流を生成するとともに、前記出力スイッチを制御して、前記バッテリを充電するための充電電流を制御するDC-DCコンバータであって、前記電源の直流電源電圧を検出する回路と、前記検出された電圧により前記バッテリに供給する電力を調整する回路とを備えたことを特徴とするDC-DCコンバータ」。

【0074】上記の「前記電源の直流電源電圧を検出」する方法又は構成は、前記電源の直流電源電圧を、前記制御回路21に入力する方法又は構成に該当しても良い。又、「前記電源の直流電源電圧を検出」する方法又は構成は、前記電源の直流電源電圧を電圧検出用增幅回路22(図1、図2、図3)に入力する構成に該当しても良い。さらに、電圧の検出は、前記電圧を直接又は間接的に検出する場合も含むものであり、分圧抵抗等をして検出する場合も意味しても良い。又、図1、図2、図3の電圧検出用增幅回路22で、基準電圧Vref1と比較し、その基準電圧Vref1との差分をとったもの又はその差分を増幅することを意味しても良い。

【0075】又、実施の形態では、制御回路21内に、電圧検出用增幅回路22を設けたが、この電圧検出用增幅回路22を制御回路21の外部に設けて、前記制御回路21の外部に設けられた電圧検出用增幅回路22の出力が制御回路21に入力される構成も本発明は含むものである。この構成の場合は、前記電圧検出用增幅回路22の出力を前記制御回路21が受け取ることが、「前記電源の直流電源電圧を検出」する方法又は構成に相当しても良い。又、1チップで構成された制御回路21の場合も同様で、制御回路21の外部に設けられた電圧検出用增幅回路22の出力が1チップで構成された制御回路21に入力される構成も本発明は含むものである。この構成の場合は、前記電圧検出用增幅回路22の出力を前記1チップで構成された制御回路21が受け取ることが、「前記電源の直流電源電圧を検出」する方法又は構成に相当する。以上、「電源の直流電源電圧を検出」する方法又は構成は、実施の形態で説明した通り、又、上記の説明の通り、種々の方法又は構成を含むものである。

【0076】さらに、本発明の実施の形態は、以下の方法又は構成も開示している。

(4)「直流電源電圧を発生する電源からの供給電流に基づいて負荷を動作させるための出力電流を生成するとともに、該供給電流を出力スイッチを介してバッテリを

充電するための充電電流として出力し、その出力スイッチをオンオフ動作させて、前記バッテリを充電するための充電電流を制御するDC-DCコンバータの制御方法であって、前記電源の直流電源電圧と基準値との差に応じて前記検出された電圧により前記バッテリに供給する電力を調整するようにしたことを特徴とするDC-DCコンバータの制御方法」。

【0077】(5)「直流電源電圧を発生する電源からの供給電流に基づいて負荷を動作させるための出力電流を生成するとともに、該供給電流を出力スイッチを介してバッテリを充電するための充電電流として出力し、その出力スイッチをオンオフ動作させて、前記バッテリを充電するための充電電流を制御するDC-DCコンバータの制御回路であって、検出された前記電源の直流電源電圧により前記バッテリに供給する電力を調整する回路とを備えたことを特徴とするDC-DCコンバータの制御回路」。

【0078】(6)「直流電源電圧を発生する電源からの供給電流に基づいて負荷を動作させるための出力電流を生成するとともに、該供給電流を出力スイッチを介してバッテリを充電するための充電電流として出力し、その出力スイッチをオンオフ動作させて、前記バッテリを充電するための充電電流を制御するDC-DCコンバータの制御回路であって、前記電源の直流電源電圧と基準値との差に応じて前記バッテリに供給する電力を調整する回路とを備えたことを特徴とするDC-DCコンバータの制御回路」。

【0079】(7)「出力インダクタンスと容量からなる平滑回路と、オンオフ動作して前記平滑回路を介してバッテリに充電電流を供給する出力スイッチとを備え、直流電源電圧を発生する電源からの供給電流に基づいて負荷を動作させるための出力電流を生成するとともに、前記出力スイッチを制御して、前記バッテリを充電するための充電電流を制御するDC-DCコンバータにおいて、前記電源の直流電源電圧と基準値との差に応じて前記バッテリに供給する電力を調整する回路とを備えたことを特徴とするDC-DCコンバータ」。

【0080】上記(1)～(7)の各事項における方法又は構成も上記発明の実施の形態に開示されており、発明の実施の形態で説明した効果と同様の効果を奏するものである。

【0081】更に、上記発明の実施の形態から把握される本発明の構成に関する以下の事項を開示する。

(11) 直流電源電圧を発生するACアダプタからの供給電流に基づいてシステムを動作させるための出力電流を生成するとともに、該供給電流を出力トランジスタを介してバッテリを充電するための充電電流として出力し、その出力トランジスタをオンオフ動作させるデューティ制御信号のデューティ比を変更して、前記バッテリを充電するための充電電流を制御するDC-DCコンバ

ータの制御方法であって、前記ACアダプタの直流電源電圧と、基準電圧とを比較してそれらの差電圧を増幅した検出信号を生成し、その検出信号と、三角波発振回路から出力される三角波信号とを比較し、該比較結果に基づいて前記デューティ制御信号のデューティ比を変更して、前記ACアダプタの供給電力に応じて前記バッテリに供給する電力を調整するようにしたことを特徴とするDC-D Cコンバータの制御方法。従って、ACアダプタの供給能力を最大限に利用することができる。しかも、ACアダプタを特別な仕様にする必要がないため、コストの上昇を抑えることができる。

【0082】(12) 上記(11)に記載のDC-D Cコンバータの制御方法において、前記バッテリに供給する充電電流を検出し、その検出に基づいてバッテリに供給する充電電流を一定に制御するようにしたことを特徴とするDC-D Cコンバータの制御方法。従って、過電流充電によるバッテリの破損を防止することができる。

【0083】(13) 上記(11)に記載のDC-D Cコンバータの制御方法において、前記バッテリ電圧を検出し、その検出に基づいてバッテリ電圧を一定に制御するようにしたことを特徴とするDC-D Cコンバータの制御方法。従って、過電圧充電によるバッテリの破損を防止することができる。

【0084】(14) 直流電源電圧を発生するACアダプタからの供給電流に基づいてシステムを動作させるための出力電流を生成するとともに、該供給電流を出力トランジスタを介してバッテリを充電するための充電電流として出力し、その出力トランジスタをオンオフ動作させるデューティ制御信号のデューティ比を変更して、前記バッテリを充電するための充電電流を制御するDC-D Cコンバータの制御回路であって、前記ACアダプタの直流電源電圧と、第1の基準電圧とが入力され、両電圧を比較してそれらの差電圧を増幅した検出信号を生成する電圧検出用増幅回路と、前記検出信号と、三角波発振回路から出力される三角波信号とを比較し、該比較結果に基づいて前記デューティ制御信号のデューティ比を変更して、前記ACアダプタの供給電力に応じて前記バッテリに供給する電力を調整するPWM比較回路とを備えたことを特徴とするDC-D Cコンバータの制御回路。従って、ACアダプタの供給能力を最大限に利用することができる。しかも、ACアダプタを特別な仕様にする必要がないため、コストの上昇を抑えることができる。

【0085】(15) 上記(14)に記載のDC-D Cコンバータの制御回路において、前記バッテリに供給する充電電流を検出し、その検出に基づいた出力信号を生成する充電電流検出回路を備え、前記PWM比較回路は、前記検出信号と前記出力信号のうちのいずれか一方と、前記三角波信号とを比較し、前記検出信号と三角波信号との比較結果に基づいて前記デューティ制御信号のデューティ比を変更して前記バッテリに供給する電力を調整し、前記出力信号と三角波信号との比較結果に基づいて前記デューティ制御信号のデューティ比を変更して前記バッテリ電圧を一定に制

信号との比較結果に基づいて前記デューティ制御信号のデューティ比を変更して前記ACアダプタの供給電力に応じて前記バッテリに供給する電力を調整し、前記出力信号と三角波信号との比較結果に基づいて前記デューティ制御信号のデューティ比を変更して前記バッテリに供給する充電電流を一定に制御するようにしたことを特徴とするDC-D Cコンバータの制御回路。従って、ACアダプタの供給能力を最大限に利用することができ、しかもバッテリに供給する充電電流が一定に制御されるので、過電流充電によるバッテリの破損を防止することができる。

【0086】(16) 上記(15)に記載のDC-D Cコンバータの制御回路において、前記充電電流検出回路は、前記充電電流が流れる抵抗と、前記抵抗の両端の電圧が入力され、前記充電電流を電圧信号に変換する電流検出用増幅回路と、前記電圧信号と第2の基準電圧とが入力され、両電圧を比較してそれらの差電圧を増幅した前記出力信号を出力する第2の誤差増幅回路とからなることを特徴とするDC-D Cコンバータの制御回路。

【0087】(17) 上記(16)に記載のDC-D Cコンバータの制御回路において、前記電圧検出用増幅回路に前記第2の基準電圧を第1の基準電圧として供給するとき、その第2の基準電圧に応じて前記直流電源電圧の電圧を分圧し、その分圧電圧を前記電圧検出用増幅回路に供給する抵抗分割回路、又は、前記第2の誤差増幅回路に前記第1の基準電圧を第2の基準電圧として供給するとき、その第1の基準電圧に応じて前記電圧信号の電圧を分圧し、その分圧電圧を前記第2の誤差増幅回路に供給する抵抗分割回路、を備えたことを特徴とするDC-D Cコンバータの制御回路。従って、複数の基準電圧を生成する電源が1つですむ。

【0088】(18) 上記(17)に記載のDC-D Cコンバータの制御回路において、前記第1の基準電圧を分圧して前記第2の誤差増幅回路に供給する第2の基準電圧を生成する抵抗分割回路、又は、前記第2の基準電圧を分圧して前記電圧検出用増幅回路に供給する第1の基準電圧を生成する抵抗分割回路、を備えたことを特徴とするDC-D Cコンバータの制御回路。従って、複数の基準電圧を生成する電源が1つですむ。

【0089】(19) 上記(14)に記載のDC-D Cコンバータの制御回路において、前記バッテリ電圧を検出し、その検出に基づいた出力信号を生成するバッテリ電圧検出回路を備え、前記PWM比較回路は、前記検出信号と前記出力信号のうちのいずれか一方と、前記三角波信号とを比較し、前記検出信号と三角波信号との比較結果に基づいて前記デューティ制御信号のデューティ比を変更して前記ACアダプタの供給電力に応じて前記バッテリに供給する電力を調整し、前記出力信号と三角波信号との比較結果に基づいて前記デューティ制御信号のデューティ比を変更して前記バッテリ電圧を一定に制

御するようにしたことを特徴とするDC-DCコンバータの制御回路。従って、ACアダプタの供給能力を最大限に利用することができ、しかもバッテリ電圧が一定に制御されるので、過電圧充電によるバッテリの破損を防止することができる。

【0090】(20) 上記(19)に記載のDC-DCコンバータの制御回路において、前記バッテリ電圧検出回路は、前記バッテリ電圧と第3の基準電圧とが入力され、両電圧を比較してそれらの差電圧を増幅した前記出力信号を出力する第3の誤差増幅回路であることを特徴とするDC-DCコンバータの制御回路。

【0091】(21) 上記(20)に記載のDC-DCコンバータの制御回路において、前記電圧検出用増幅回路に前記第3の基準電圧を第1の基準電圧として供給するとき、その第3の基準電圧に応じて前記直流電源電圧の電圧を分圧し、その分圧電圧を前記電圧検出用増幅回路に供給する抵抗分割回路、又は、前記第3の誤差増幅回路に前記第1の基準電圧を第3の基準電圧として供給するとき、その第1の基準電圧に応じて前記バッテリ電圧を分圧し、その分圧電圧を前記第3の誤差増幅回路に供給する抵抗分割回路、を備えたことを特徴とするDC-DCコンバータの制御回路。従って、複数の基準電圧を生成する電源が1つですむ。

【0092】(22) 上記(20)に記載のDC-DCコンバータの制御回路において、前記第1の基準電圧を分圧して前記第3の誤差増幅回路に供給する第3の基準電圧を生成する抵抗分割回路、又は、前記第3の基準電圧を分圧して前記電圧検出用増幅回路に供給する第1の基準電圧を生成する抵抗分割回路、を備えたことを特徴とするDC-DCコンバータの制御回路。従って、複数の基準電圧を生成する電源が1つですむ。

【0093】(23) 出力コイルと容量からなる平滑回路と、オンオフ動作して前記平滑回路を介してバッテリに充電電流を供給する出力トランジスタとを備え、直流電源電圧を発生するACアダプタからの供給電流に基づいてシステムを動作させるための出力電流を生成するとともに、前記出力トランジスタをオンオフ動作させるデューティ制御信号のデューティ比を変更して、前記バッテリを充電するための充電電流を制御するDC-DCコンバータであって、前記ACアダプタの直流電源電圧と、基準電圧とが入力され、両電圧を比較してそれらの

10

20

差電圧を増幅した検出信号を生成する電圧検出用増幅回路と、前記検出信号と、三角波発振回路から出力される三角波信号とを比較し、該比較結果に基づいて前記デューティ制御信号のデューティ比を変更して、前記ACアダプタの供給電力に応じて前記バッテリに供給する電力を調整するPWM比較回路とを備えたことを特徴とするDC-DCコンバータ。従って、ACアダプタの供給能力を最大限に利用することができる。しかも、ACアダプタを特別な仕様にする必要がないため、コストの上昇を抑えることができる。

【0094】

【発明の効果】以上詳述したように、本発明によれば、コストの上昇を抑えて、電源の供給能力を最大限に利用することができるDC-DCコンバータの制御方法、DC-DCコンバータの制御回路、及び、DC-DCコンバータを提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本実施の形態のDC-DCコンバータの回路図である。

20

【図2】 別例のDC-DCコンバータの回路図である。

【図3】 別例のDC-DCコンバータの回路図である。

【図4】 従来のDC-DCコンバータの回路図である。

【図5】 DC-DCコンバータの動作を説明するための図である。

【図6】 従来の別のDC-DCコンバータの回路図である。

30

【符号の説明】

3 出力スイッチとしての出力トランジスタ

4 電源としてのACアダプタ

5 出力コイル

7 容量

16 調整回路としてのPWM比較回路

22 検出回路としての電圧検出用増幅回路

B T バッテリ

I 0 供給電流

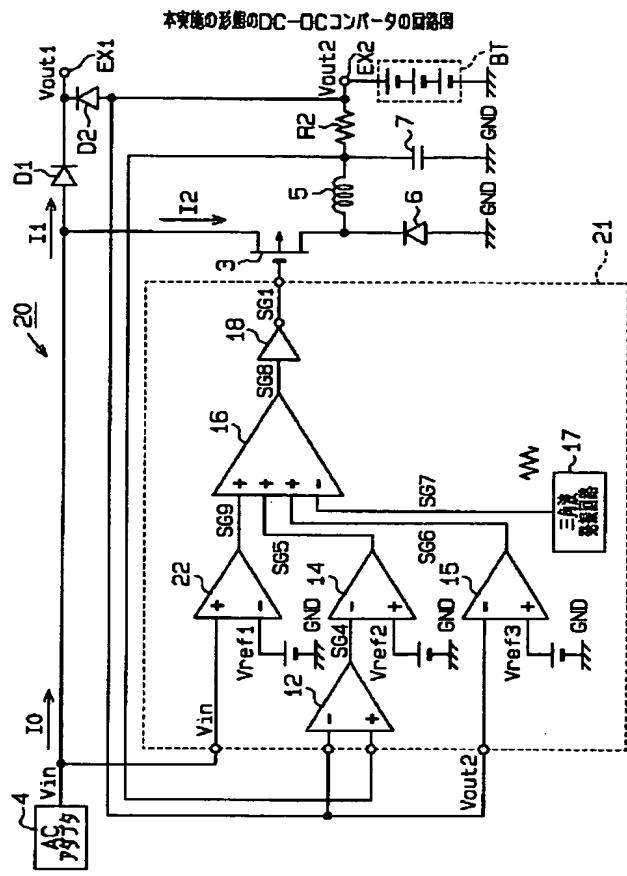
I 1 出力電流

I 2 充電電流

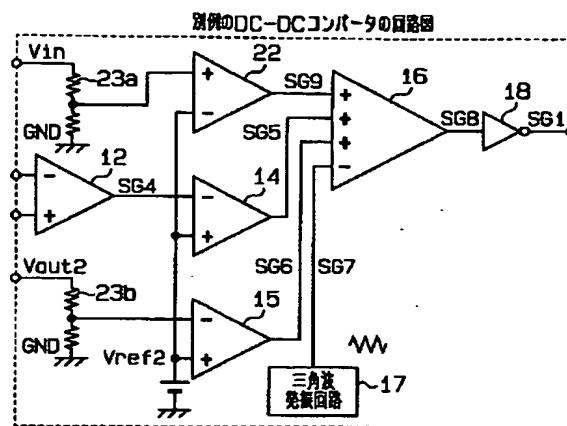
V in 直流電源電圧

40

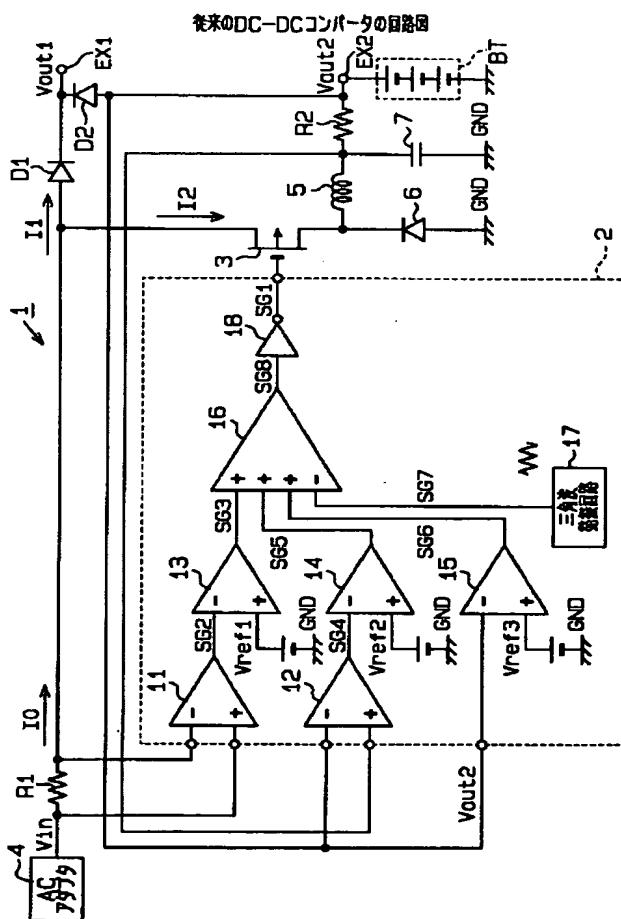
【図1】



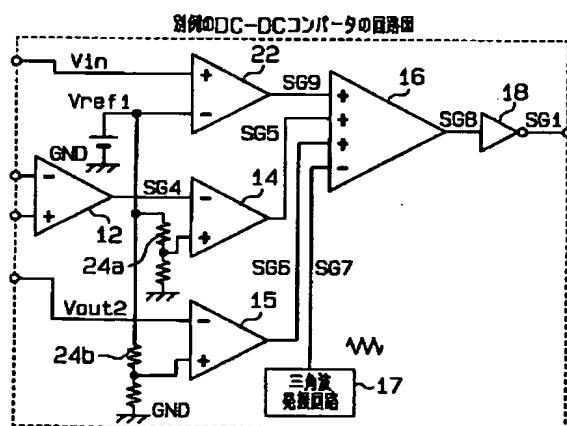
【図2】



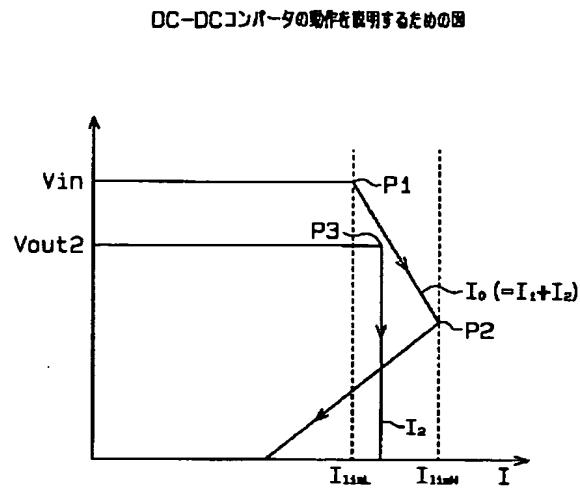
【図4】



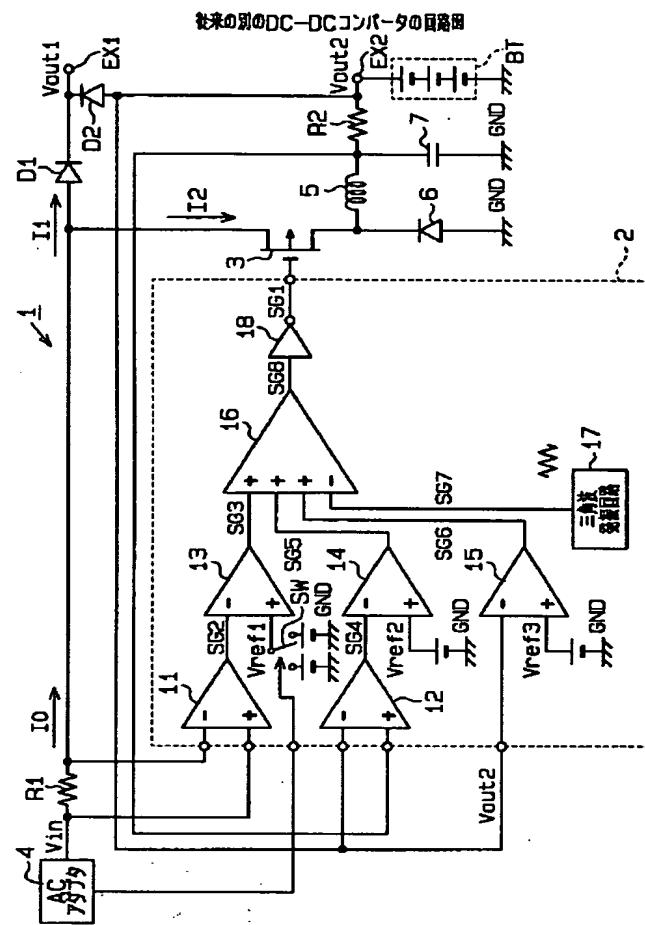
【図3】



【図5】



【図6】



フロントページの続き

(72)発明者 松山 俊幸

愛知県春日井市高蔵寺町二丁目1844番2
富士通ヴィエルエスアイ株式会社内

(72)発明者 小澤 秀清

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号 富士通株式会社内

(72)発明者 喜多川 聖也

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号 富士通株式会社内